Elektronica en Telecommunicatie 4

Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.
Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.317.36:621.317.32

Graphs for Radiometer Applications

by Dr. Dipl.-Ing. E. Schanda, Institute of Applied Physics, University Berne, Switzerland



Synopsis: For use in microwave radiometry a number of graphs are presented, relating the radiometer specifications to applicational demands.

1. Introduction

Microwave Radiometry has become an important tool in very different fields of application. The ability to measure black-body temperatures in a range from tenths of a degree Kelvin to millions of degrees or to detect small temperature differences between equal media or the differences between the emissivities of different media at the same temperature has given rise to a broad use of microwave radiometry in the domains of Radio-Astronomy, Plasma diagnostics, Meteorology, Geology, Groundmapping, Military Reconnaissance and other areas where remote temperature measurements are needed [1 ... 14].

For many applications microwave radiometry has an advantage above infrared radiometry because of the higher transmissivity of the air within the atmospheric transmission windows [15] and a weak weather dependence. The widespread use of microwave radiometry has brought its applications into an engineering stage.

The aim of this paper is to communicate a number of graphs which show the interrelationship between some applicational demands and the radiometer specifications. They are mainly intended for scanning and tracking applications of radiometers and are deduced from known relations.

2. Radiation Temperature

Quantitative evaluations of microwave thermal measurements make commonly use of the Rayleigh-Jeans long-wavelength approximation of the Planck radiation law:

$$P = S\Delta\nu \tag{1}$$

in which the energy P, radiated from a square metre of a black-body surface into a steradian within the frequency band $\Delta\nu$, is related to the spectral radiance (energy per unit frequency):

$$S = 2\,\frac{kT}{\lambda^2} \tag{2}$$

with the Boltzmann constant $k = 1.37 \cdot 10^{-23}$ W·s/K, T the absolute temperature in kelvin and λ the wavelength in metres.

Figure 1 shows curves of radiances according to the Planck formula for some specific temperatures in the microwave to far-infrared spectral range. The deviation from the straight lines of the Rayleigh-Jeans approximation (2) is in the microwave range appreciable only for very low temperatures (below 1 K for λ = 3 cm, or below 10 K for λ = 3 mm). It also shows a linear dependence of the radiance on temperature, a fact that enables to measure temperature in a very wide range.

If the surface of a medium does not appear 'black' in the considered spectral range, the radiance will be reduced by a factor ε, the emission coefficient. Because of (2) the effect of the emission coefficient on the radiance is comparable to that of temperature. Therefore the concept of the apparent radiation temperature

$$T_a = \varepsilon T \tag{3}$$

has been introduced which would cause a *black body* to yield the same radiance as does the real medium at temperature T.

At the short-wavelength side of the radiance curves of Fig. 1, a small change in temperature shows a very large change in radiance. Therefore temperature is of much greater importance in the infrared range than the gradations of the material surfaces. Besides this, one recognizes that small temperature

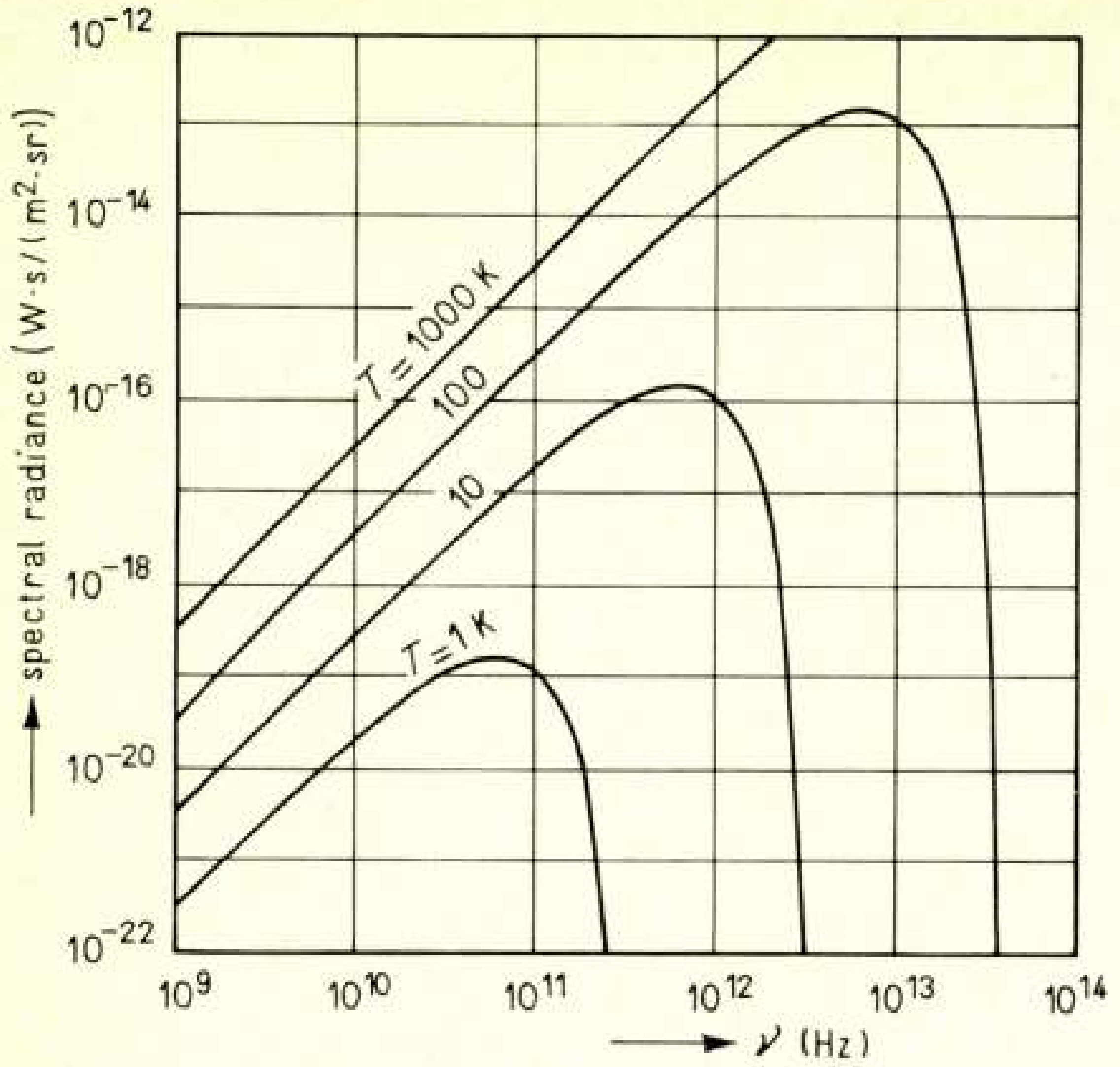


Fig. 1. Spectral radiance of black-body radiation in the microwave and far infrared part of the spectrum.

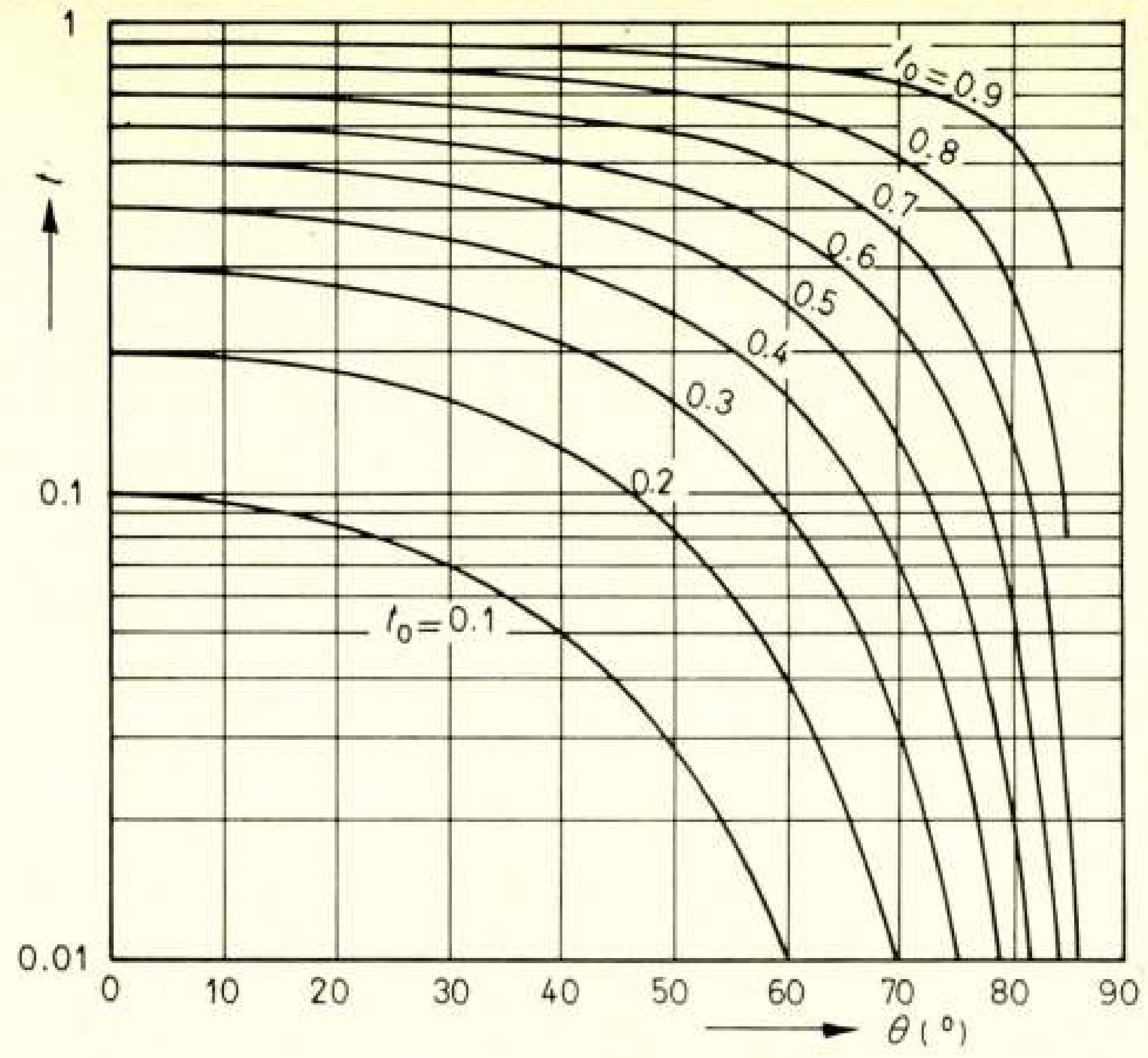


Fig. 3. Transmission coefficient of layered medium as a function of the angle of deviation from the perpendicular on the layers.

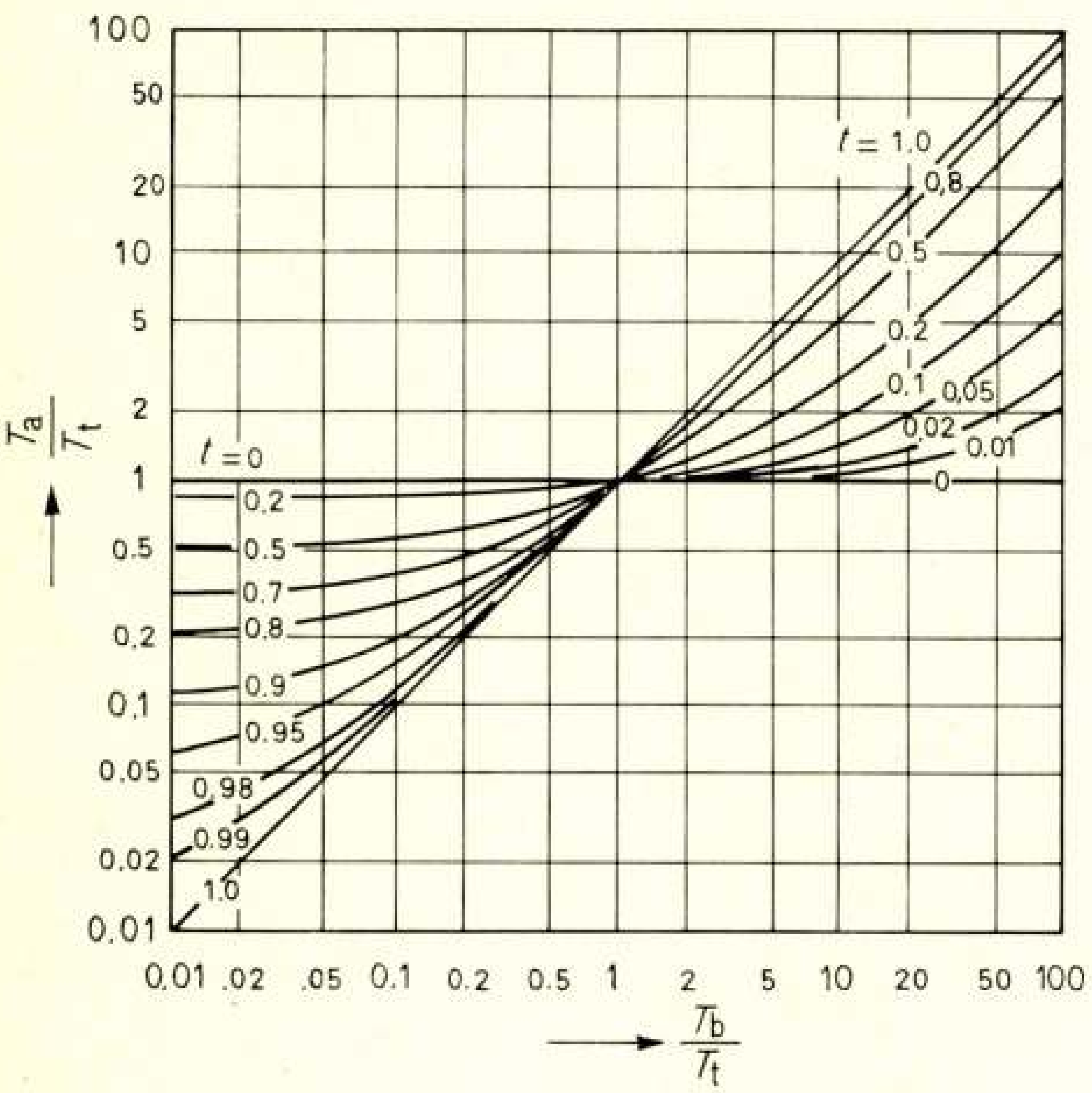


Fig. 2. Graph of $T_a = T_t(1 - t) + T_b t$.

changes are easily determined but very low temperatures are below the detectability threshold.

If a medium is partly transparent with a power transmission coefficient t the apparent temperature T_a, resulting from the radiation temperatures, T_t of the transparent medium and T_b of that behind it, becomes

$$T_a = T_t(1 - t) + T_b t \tag{4}$$

The assumption has been made that none of the surfaces of the media are reflective. Relation (4) can easily be verified by putting $T_t = T_b$ or $t = 0$ or $t = 1$. Figure 2 shows a graphical representation of this equation [16]. Each of the four quantities in (4) can be found from this figure, if the remaining three are known. If one of the quantities T_a, T_b or t is unknown, the evaluation from the diagram Fig. 2 is trivial. If T_t is unknown, the intersection between the 45°-line for the value T_a/T_b (which is known) and the curve with the known parameter t yields T_a/T_t and T_b/T_t.

The most important intervening medium in field applications is the atmosphere. If in a plane model atmosphere no horizontal variation of the absorption is assumed and the vertical transmission coefficient between two given levels (vertical distance s) is $t_o = \exp(-\alpha s)$ with a damping constant α, then the transmission coefficient t between the same levels in a direction θ from the vertical becomes:

$$t = \exp\left(-\frac{\alpha s}{\cos\theta}\right) = (t_o)^{\sec\theta} \tag{5}$$

The assumption of a plane atmosphere is fairly fulfilled up to 80 ... 85° from the vertical. In Fig. 3 the transmission coefficient t due to (5) is shown for a number of values of t_o. Insertion of t from Fig. 3 into Fig. 2 yields the resulting radiation temperature if an object is 'hidden' behind a layer of an absorbing medium.

3. Range and scan speed of a radiometer

The sensitivity of a null-balanced switched radiometer receiver is given in terms of the minimum change of the input temperature $(\Delta T)_{\min.}$ which can be detected with a signal-to-noise ratio $S/N = 1$ at the output recorder [2]

$$(\Delta T)_{\min.} = 2\, T_N/\sqrt{\Delta\nu\tau} \tag{6}$$

Here T_N is the sum of the receiver noise temperature and the input radiation temperature, $\Delta\nu$ the RF-bandwidth and τ the integration time. Effects of gain variations are neglected in this consideration.

For a highly directive antenna (like a pencil beam type) with

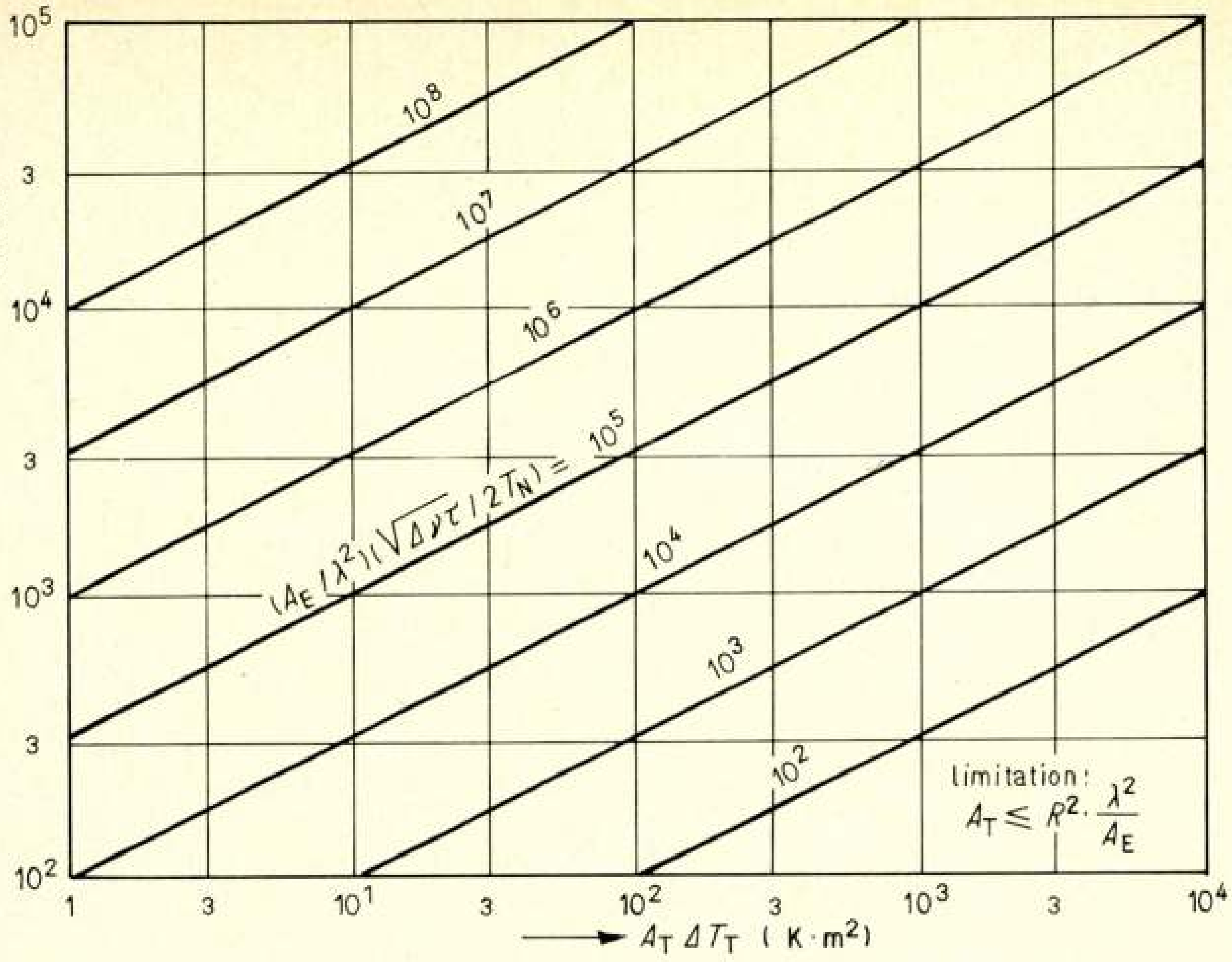


Fig. 4. Maximum range *versus* detectable target characteristic for different radiometer characteristics.

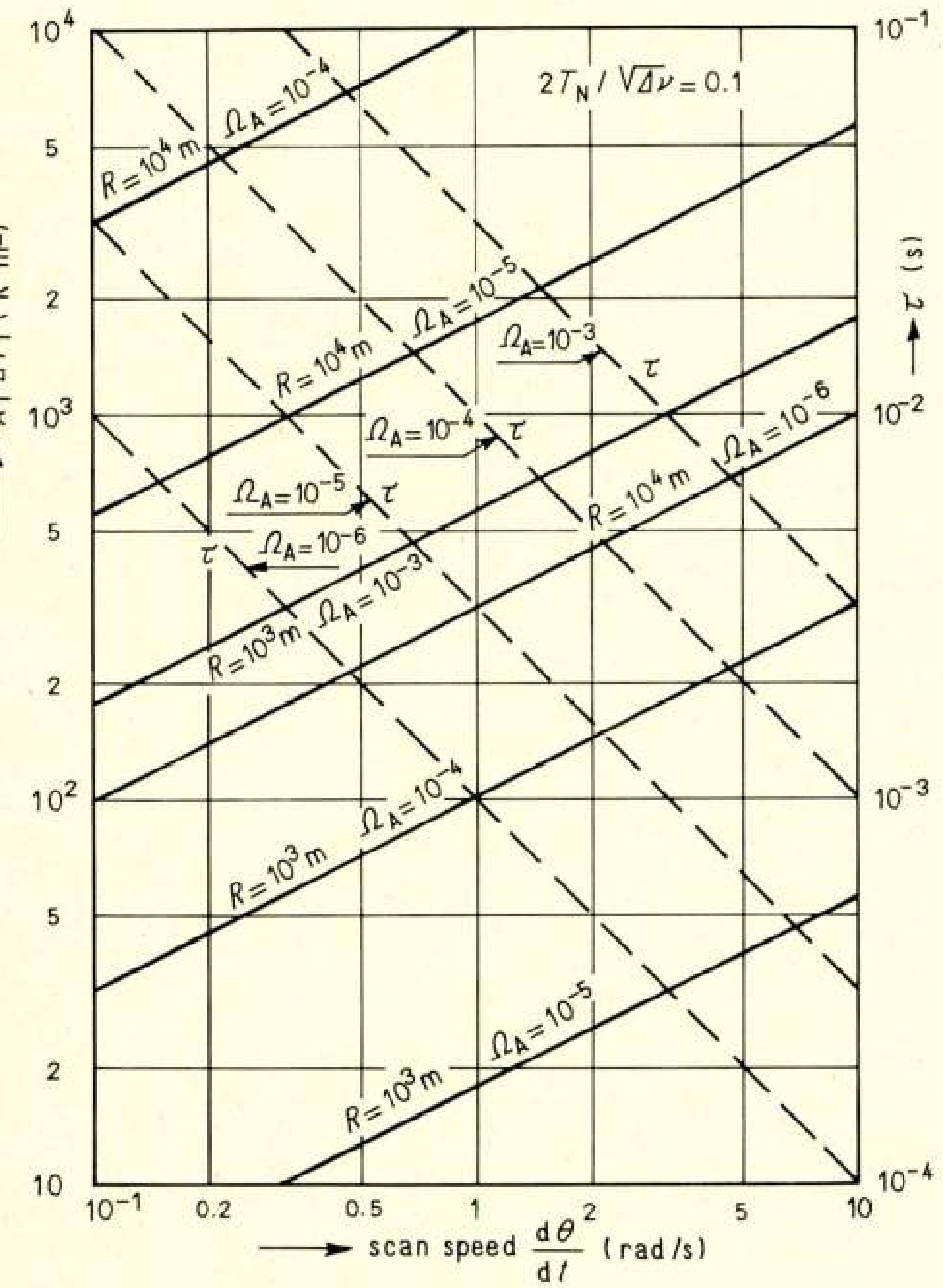


Fig. 5. Minimum detectable target characteristic *versus* scan speed for adjustable integration time of the receiver. Different ranges and different antenna beamwidths.

an effective area A_E the solid angle of the beam is approximately given by:

$$\Omega_A = \frac{\lambda^2}{A_E} \tag{7}$$

Looking at a target of a cross-sectional area A_T at a distance R the solid angle subtended by it will be:

$$\Omega_T = \frac{A_T}{R^2} \tag{8}$$

Thus with the beam directed on the target, the temperature 'sensed' by the antenna will be:

$$T_A = \frac{\Omega_T}{\Omega_A} T_T + \left(1 - \frac{\Omega_T}{\Omega_A}\right) T_b \quad \left(\text{for } \frac{\Omega_T}{\Omega_A} \leqslant 1\right) \tag{9}$$

$$T_A = T_T \qquad \left(\text{for } \frac{\Omega_T}{\Omega_A} \geqslant 1\right) \tag{9.1}$$

with an average background temperature T_b surrounding the target area. The latter equation (9.1) is trivial and has no significance for considerations of the maximum range at which a certain object can be detected with a receiver sensitivity given by (6) and an antenna characteristic given by (7). Two measurements of the same area, once with a target and once without it – as in the case of relative motion between target and antenna beam – will yield respectively T_{A1} given by (9) and $T_{A2} = T_b$. The effect of the target on the measurement is the difference of the two results

$$\Delta T_A = \frac{\Omega_T}{\Omega_A}(T_T - T_b) \equiv \frac{\Omega_T}{\Omega_A} \Delta T_T \tag{10}$$

Equating $\Delta T_A = (\Delta T)_{min.}$, the maximum range R at which a target can be detected turns out to be given by:

$$R^2 = (A_T \Delta T_T)\left(\frac{A_E}{\lambda^2}\right)\left(\frac{\sqrt{\Delta\nu T}}{2T_N}\right) \quad (11)$$

where the factors are grouped due to the characteristics of the target, the antenna and the receiver respectively (we split up the characteristics of the radiometer into the characteristics of antenna and receiver). Fig. 4 shows the maximum range for the detection of a target with a characteristic $A_T \Delta T_T$ and the quality of the radiometer as a parameter. The graph is limited to $\Omega_T/\Omega_A \leq 1$.

The presence of the integration time τ in the range equation (11) indicates a limitation of the speed by which objects of certain characteristics can be measured at a given distance. This is a limitation imposed on the scan speed of a scanning radiometer. If one allows a measuring time for each spot in a scan (diameter equal to half the width of the beam) equal to the integration time of the receiver, one arrives at a maximum scan speed:

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\theta_H}{\tau} \approx \frac{\sqrt{\Omega_A}}{\tau} \quad (12)$$

This relation is shown in Fig. 5 as dashed lines for two parameters.

When the integration time from (12) is substituted into (11) and this equation is solved for $A_T \Delta_T$, the detectability is obtained as a function of the scan speed (solid lines in Fig. 5). Bandwidth and total system-noise of the receiver are chosen constant while range and beamwidth are the parameters.

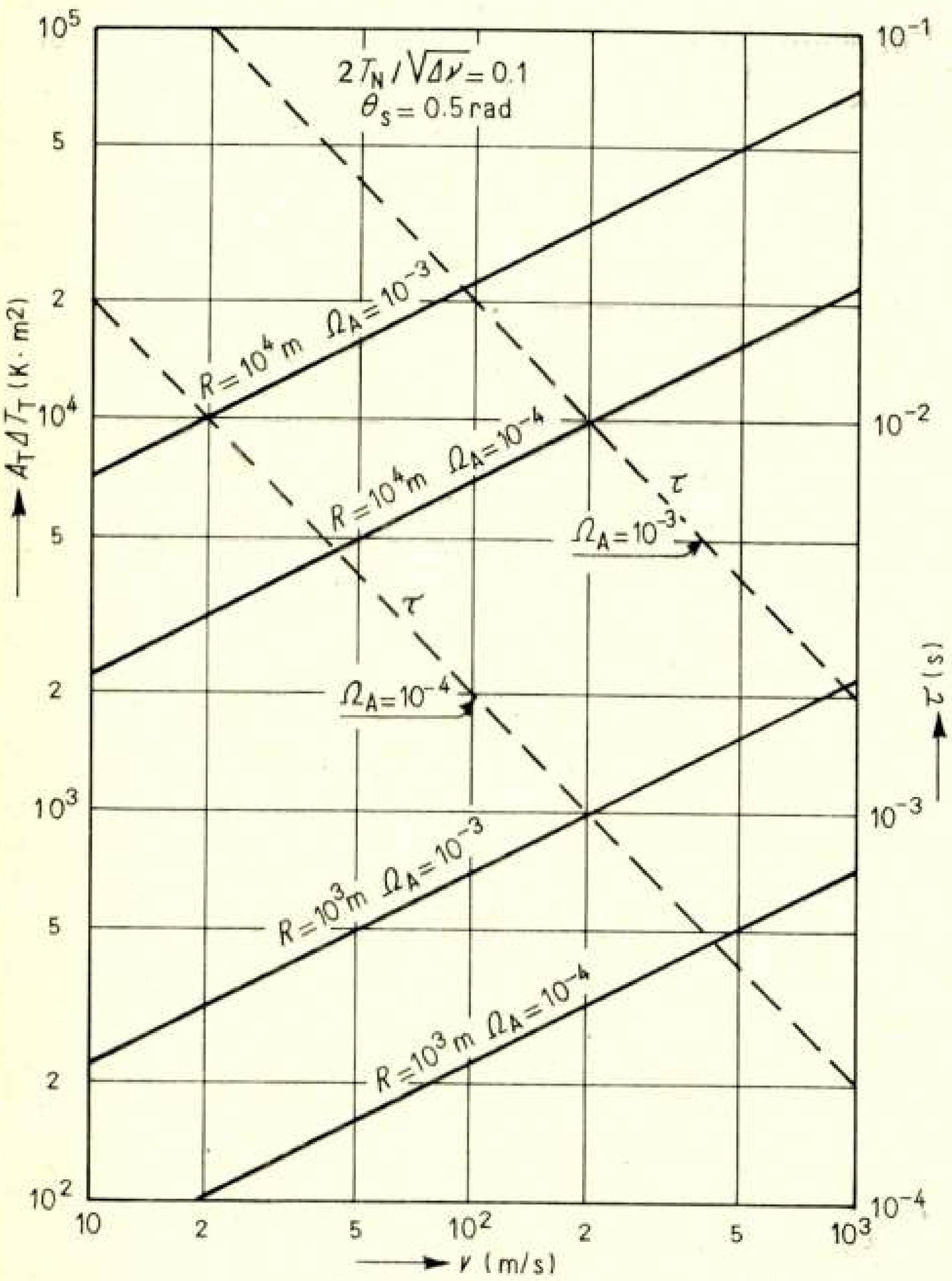


Fig. 6. Minimum detectable target characteristic *versus* flight speed for an airborne transversely-scanned radiometer. Adjustable integration time.

An application could be an airborne scanning radiometer [11]. The flight velocity enters as a new parameter. Assuming a width of the scanned lines, equal to half the width of a pencil beam θ_H, and a total scan angle θ_s (transverse to the direction of the flight) than v, the maximum speed of flight, is given by $vt = h\theta_H$, where h is the height above ground and t the time needed for a single scan, whilst t is related to τ by $\tau/t = \theta_H/\theta_s$, thus giving:

$$v \cdot \tau = h\frac{\theta_H^2}{\theta_s} \quad (13)$$

Fig. 6 shows the detectable-target characteristic $A_T \Delta T_T$ as a function of the flight speed for a scan angle of 0.5 radian, two different ranges and beamwidths and the same receiver properties as in the foregoing figure.

4. A Tracking Radiometer

Using two antennas – or two feed horns in a single reflector – with the beams slightly diverging (Fig. 7) a tracking radiometer can be constructed if the feeds are used as the two front ends of a switched radiometer [17]. Instead of comparing the received radiation temperature of one front end with a reference temperature, as commonly used for the measurement of radiation temperatures, now the temperatures 'sensed' in the directions of the two beams are compared continuously (at the switching frequency of the radiometer). Without any target in one of the beams the radiometer can be balanced to compensate for the background. The radiometer is unbalanced by a target as long as it is not included symmetrically between the beams. The direction of transverse motion of a target can be found by synchronous detection in the switched receiver. The value of the radiation temperature of the object is lost by this relative method unless another switching cycle is used [18] to compare the antenna temperatures with a reference. The output can be used in a servo loop for following a moving object. The similarity of this passive tracking method with the monopulse Radar is obvious. Two-dimensional tracking can be achieved by adding at least a third antenna beam and a second switching cycle. The method is only useful in cases where the variations of the background temperature during tracking are smaller than the value of the antenna temperature due to the object.

The relations between maximum transverse speed of an object and its detectability are very similar to those found for a scan-

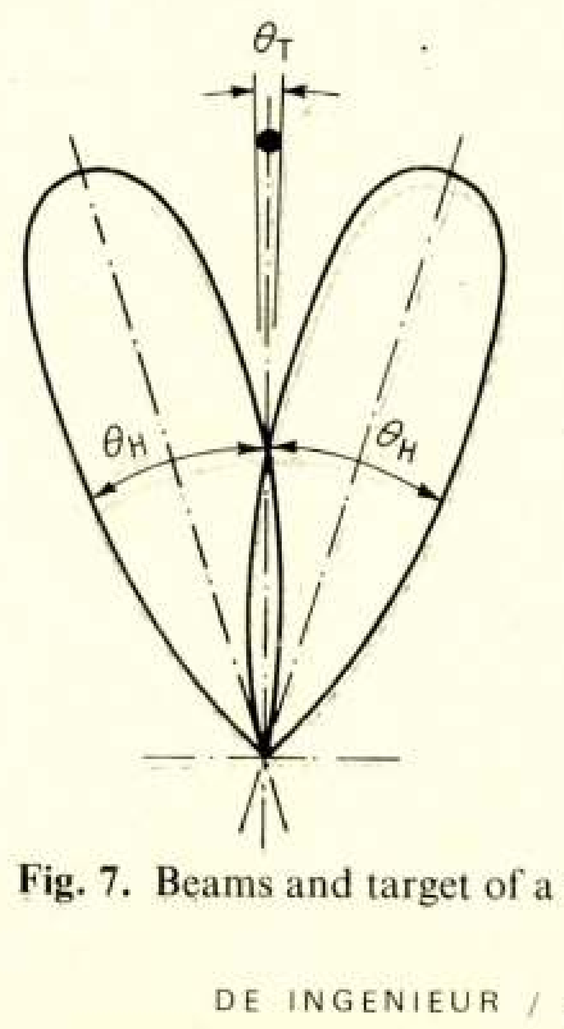


Fig. 7. Beams and target of a tracking radiometer.

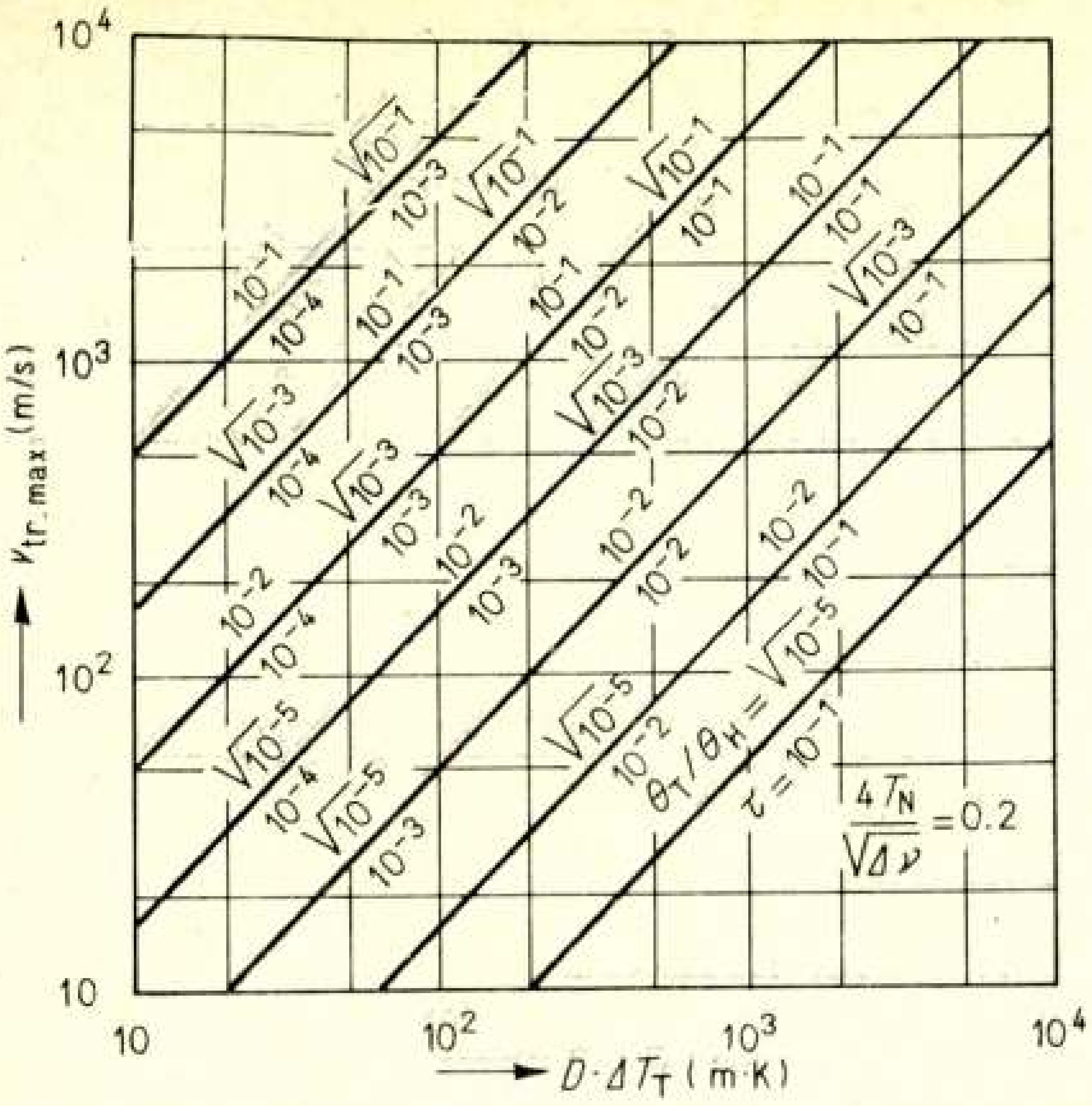


Fig. 8. Maximum transverse velocity of objects ($\Omega_T \ll \Omega_H$) *versus* $D\Delta T_T$ for different combinations of θ_T/θ_H and τ.

ning radiometer. With the two diverging beam diagrams crossing at the half power width (which is not necessarily the optimum situation) a small object (in terms of the beam solid angle) as indicated in Fig. 7 will be detected with only half the sensitivity. This means that the target temperature has to be twice that given by equation (10), in order to be detectable, or:

$$\Delta T_T = 2\frac{\Omega_A}{\Omega_T}(\Delta T)_{min.} \tag{14}$$

It can readily be shown that the average antenna temperature measured, due to a point-object, moving transversely from the intersection of the two beam diagrams to the opposite half-power point of one beam, is – after subtracting the effect of one beam from that of the other – more than half the maximum temperature in the beam center. Thus a target is allowed to move this way within a time interval as short as the integration time. Making use of the range equation (11), where a factor 2 has to be replaced by 4 due to the sensitivity reduction (14), the maximum transverse velocity of a small object becomes:

$$v_{tr.max.} = \frac{R\theta_H}{\tau} \approx (D\Delta T_T)\frac{\theta_T}{\theta_H}\frac{1}{\sqrt{\tau}}\frac{\sqrt{\Delta\nu}}{4T_N} \tag{15}$$

Fig. 8 shows this relation graphically for $\Delta\nu$ and T_N of the receiver as used earlier. θ_T and θ_H are defined in Fig. 7 and D is the diameter of the target, assumed to be circular. θ_T/θ_H and τ are the parameters and their values are indicated in pairs: θ_T/θ_H above, and the corresponding τ below the straight curves of Fig. 8. Unnecessary to say that limitations are imposed on the factors of the product $D\Delta T_T$, namely $D/R = \theta_T \leq \theta_H$ and $\Delta T_T \geq (\Delta T)_{min.}$. This is equivalent to the limitations on the factors of the target characteristics introduced earlier: $A_T/R^2 = \Omega_T \leq \Omega_H$ and $\Delta T_T \geq (\Delta T)_{min.}$, which follow from (9) and (9.1).

A noticeable feature of (15) is that reduction of the sensitivity of the receiver by shortening the integration time allows for detection of higher transverse velocities. This follows from the fact that $(\Delta T)_{min.}$ is proportional to $1/\sqrt{\tau}$ due to equation (6), while the time available to measure the object is proportional to τ. An analogous remark applies to the scan speed of a scanning radiometer. Practical limitations on the tracking speed will be imposed mainly by the speed of the servo loop for adjusting the antenna direction and secondly by the fact that the integration time has to be large in comparison with the switching cycle of the radiometer. This latter is presently realizable down to the order of 10^{-5} s.

References

[1] HARRIS, D. B.: Microwave Radiometry. Microwave J., April 1960, p. 41, May 1960, p. 47.

[2] TIURI, M. E.: Radio Astronomy Receivers. IEEE Trans. MIL-8, 1964, p. 264.

[3] SCHIFFMAN, B. M.: Leo Young, Microwave Technique Development for Advanced Radio Astronomy and Radiometry Missions. NASA Rep. CR-979, Jan. 1968.

[4] PENZIAS, A. A.: Measurement of Cosmic Microwave Background Radiation. IEEE Trans. MTT-16, 1968, p. 608.

[5] HEALD, M. A. and WHARTON, C. B.: Plasma Diagnostics with Microwaves, Chapter 8. J. Wiley, New York, 1965.

[6] KREISS, W. T.: Meteorological Observations with Passive Microwave Systems. Dissertation Univ. of Washington. Boeing Scient. Res. Lab. Doc. D1-82-0692, Febr. 1968.

[7] NORDBERG, W., CONAWAY, J. and THADDEUS, P.: Microwave Observations of Sea State from Aircraft. Goddard Space Flight Center, Preprint X-620-68-414, Nov. 1968.

[8] MARDON, A.: Application of Microwave Radiometers to Oceanographic Measurements. Proc. 3rd Symp. Remote Sensing of Environment, Univ. of Michigan, Nov. 1965.

[9] HYATT, H. A.: Analysis of Measurements of Microwave Emission from the Earth's Surface and Atmosphere. Douglas Rep. DAC-60 693, June 1967.

[10] COSGRIFF, R. L., PEAKE, W. H. and TAYLOR, R. C.: Terrain Scattering Properties for Sensor System Design. Ohio State Univ., Columbus, Eng. Exp. Station Bulletin 181, May 1960.

[11] MCGILLEM, C. D. and SELING, T. V.: Influence of System Parameters on Airborne Microwave Radiometer Design. IEEE Trans. MIL-7, 1963, p. 296.

[12] CHALFIN, G. T. and RICKETTS, W. B.: 3.2 mm Thermal Imaging Experiments. Proc. 4th Symp. Remote Sensing of Environment, Univ. of Michigan, Dec. 1966.

[13] KUENZI, K. and SCHANDA, E.: A Microwave Scanning Radiometer. IEEE Trans. MTT-16, 1968, p. 789.

[14] STAELIN, D. H.: Passive Remote Sensing at Microwave Wavelengths. Proc. IEEE, 57, 1969, p. 427.

[15] KNEUBUEHL, F.: Atmospheric Transmission between 20 μm and 1 mm. Europ. Symp. on Military Infrared, Malvern (England), April 1969.

[16] SCHANDA, E.: Messung des Emissionsvermögens mit einem Mikrowellen-Radiometer. Arch. Elektr. Uebertr., 22, 1968, p. 133.

[17] SCHANDA, E.: Mm Waves and Thermal Imaging. Europ. Symp. on Military Infrared, Malvern (England), April 1969.

[18] HACH, J. P.: A very Sensitive Airborne Microwave Radiometer Using Two Reference Temperatures. IEEE Trans. MTT-16, 1968, p. 629.

621.376.2:621.396.62

Some Aspects of Single Sideband Broadcasting



by prof. dr. ir. J. J. Geluk, Director Technical Developments,
Radio Nederland Wereldomroep, Hilversum

Synopsis: Single sideband broadcasting, although being attractive in many aspects, so far failed to be accepted as a new modulation system, mainly because changes needed in the receiver design would make the design more complex. Moreover, the broadcast receiver should still be suited to receive the normal A.M. transmissions while the extra cost involved should not significantly increase the price of even the cheaper type of broadcast receivers.

Principles of *silent tuning* and *I.F.-clipping* are discussed, offering possibilities for further development.

1. Introduction

For many years engineers have endeavoured to stimulate the introduction of single sideband (SSB)-modulation techniques in all fields of telecommunication. Today also broadcasters show great interest in this type of modulation.

The main advantage, so obvious in the telephone applications, is the fact that a minimum of bandwidth is required for the transmission of a signal $s(t)$ modulated on a carrier-frequency (ω), the carrier being completely or partly suppressed. As the demand for broadcasting channels is increasing, the waste of frequency spectrum involved in standard A.M.-broadcasting becomes more accentuated.

The introduction of SSB-modulation in broadcasting is, however, hampered by the fact that existing receivers will not properly detect the SSB-signal. To escape from this deadlock several variations have been proposed for the 'ideal' modulation and detection systems. Another difficulty of introducing bandwidth-saving techniques is the fact that SSB-transmitters are principally different from normal A.M.-transmitters. It is not so much the modulation process itself that would involve an important alteration of the transmitter, but rather the stage in the transmitter at which this takes place.

Apart from the many complexities associated with SSB-broadcasting, it seems, however, worthwhile to review some characteristics of SSB-signals and to reflect on possible applications in the broadcasting field.

2. Essential requirements of SSB-broadcasting

Two essential requirements are to be fulfilled for transmission of SSB-signals in order to enable proper demodulation at the receiver:

– The *first requirement* is that the receiver should be provided with a local oscillator, the frequency of which is 'coupled' to that of the carrier on which the signal $s(t)$ has been modulated. This *coupling* might be achieved in several ways, for instance by means of a method of reference to the transmitted signal, or by using the 'knowledge' about the carrier frequency in digital form.

– The *second requirement* is that the receiver should be provided with a means of automatic gain control (A.G.C.), regulating on the strength of the selected signal at the receiver input to facilitate the tuning of commercial receivers.

Here also several solutions can be imagined and it seems unavoidable that an auxiliary signal should be added to accompany the H.F.-spectrum of the selected signal so that a resulting signal will be obtained of nearly constant amplitude. There is however one exception, namely the case that the H.F.-signal itself would have a fixed amplitude, for instance the audio signal could be given a constant amplitude and to a certain limit this can be obtained by compressing the audio signal and transmitting the *dynamic information* separately. If this separate signal modulates in frequency a sub-carrier that is located within the transmitted band which includes also the compressed audio signal, the combination constitutes a signal that is known as the radiosignal of a 'lincompex' modulation system. Automatic gain control is possible either on the compressed SSB-signal or the amplitude of the sub-carrier or on both of these after adequate filtering.

An alternative method could be that of increasing the carrier so much that the total H.F.-signal amplitude remains more or less constant. As for reference to the carrier frequency a substantial carrier amplitude will have to be added, the total H.F.-signal will have an average amplitude that can be used for A.G.C. purposes.

The *frequency reference* required, when at the receiving side no precise information is known about the transmitted frequency, may be given by several methods, the simplest one being that of adding the carrier itself. Even so, it seems difficult to regenerate the carrier frequency locally mainly because of modulating frequencies being present in the vicinity of the carrier. This leads to the necessity of introducing very selective filters. If this is done for the I.F.-range, Q-factors of the order of 5000 are necessary; moreover means have to be introduced for stabilizing the frequency of the local oscillator to the incoming signal. A description of such a circuit has been given elsewhere [1, 2].

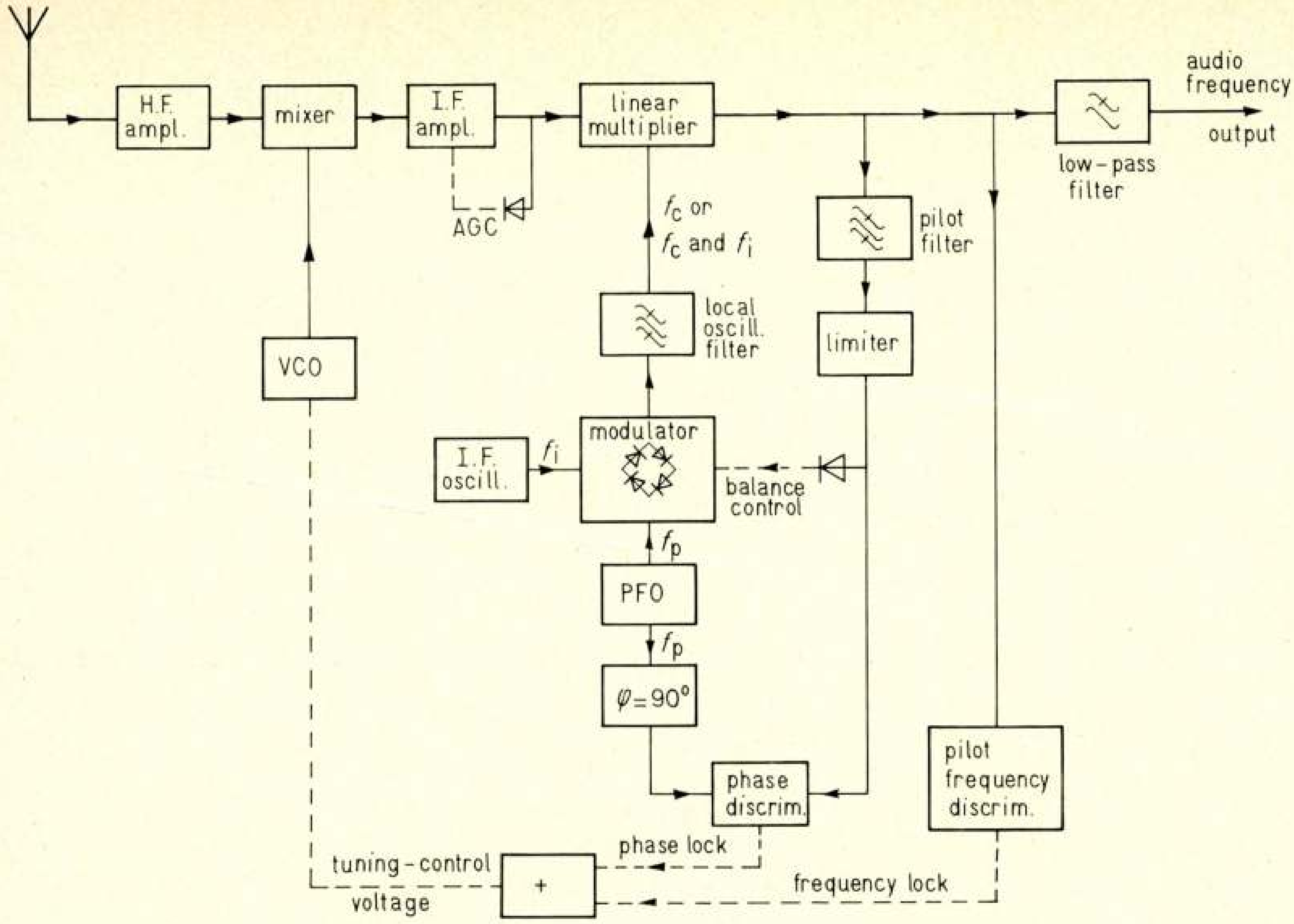


Fig. 1. Block diagram of compatible broadcast receiver with synchronous detection. 'Silent tuning' and automatic phase- and frequency-control are included.
AGC = Automatic Gain Control;
PFO = Pilot-Frequency Oscillator;
VCO = Voltage-Controlled Oscillator.

Synchronization can be shifted to much lower frequencies by choosing a second local oscillator frequency, properly situated within the I.F.-filter range. The *amplitude* could be regulated by the criterion of whether or not the tuning is correct. Such a criterion might be obtained by making this second oscillator not only generate the I.F.-carrier, but in addition another frequency shifted by a fixed 'pilot-distance' to above (or below) the frequency of the I.F.-carrier. If e.g. the 'pilot-distance' is taken as 19 kHz, this tone will be present at the output of the demodulator if the receiver is correctly tuned. A selective filter (19 kHz, $Q = 200$) and subsequent limiter will recover the 19-kHz tone.

The criterion for *phase locking* would be obtained by comparing the pilot-oscillator frequency with a component of the demodulated signal in another product-detector, that acts as a phase discriminator. The circuit could be as indicated in Fig. 1, where provisions both for frequency coupling and for automatic gain control are shown.

The more interesting part of the frequency-coupling circuit will be discussed here in some detail. The output-signal of the I.F.-amplifier passes a linear multiplier, not only for the purpose of obtaining an audio frequency output, but also to be used as input-signal for the frequency-locking and phase-locking loops of the synchronization circuit, by which the voltage-controlled oscillator (VCO) is automatically adjusted. Frequency locking is obtained by means of the pilot-frequency discriminator, the output voltage of which influences the VCO-frequency. For the phase-locking loop a 'piloted I.F.-oscillator' is used for holding the wanted signal in. If no signal is present at the I.F.-amplifier output, the ring-modulator provides the linear multiplier with a frequency f_c, being the sum of the I.F.-oscillator frequency f_i and the pilot frequency f_p. The ring-modulator does not receive a balance control voltage and therefore suppresses the transmission of f_i. The pilot frequency discriminator delivers no d.c. output.

As soon as a signal appears at the output of the I.F.-amplifier, the linear multiplier will produce inter alia a tone that is the difference between the signal-carrier frequency and f_c. When the receiver is properly tuned this difference frequency will approach f_p, giving an output at the pilot-frequency discriminator and frequency locking will result. Then the signal component transmitted through pilot filter and limiter circuit will produce an out-of-balance voltage in the ring modulator, as a result of which the linear amplifier not only is provided with f_c but also with f_i. The mixing of f_i and the I.F.-amplifier signal output then will produce an audio frequency output. The f_i-signal level beyond the ring modulator increases as long as the out-of-balance voltage increases, thus affecting a kind of '*silent-tuning control*'.

Instead of this circuit a number of variants are possible. For instance by using a symmetric pulse generator producing pulses at a repetition frequency of 19 kHz, the appropriate harmonic above the I.F.-frequency may be filtered out (the 25th), causing silent-tuning due to the absense of the 24th harmonic. After tuning is obtained the symmetry of the pulse-generator circuit can be removed, leading to the generation of the 24th harmonic that will act as the inserted I.F.-carrier.

3. I.F.-clipping

With double sideband reception the circuit from the receiver input to the product-detector will have to operate in an amplitude-*linear* way in order to avoid nonlinear distortion.

With single sideband reception I.F.-clipping could, however, improve the quality of reception when the signal at the receiver input is disturbed by atmospheric noise. Clipping should be

done combined with additional I.F.-filtering, to keep intermodulation distortion within acceptable limits. In the following this may be made clear by means of some calculation. If we assume the audio signal to consist of the sum of several cosine functions, we can represent the signal $s(t)$ by:

$$s(t) = \sum_{1}^{\infty} \hat{s}_n \cos\left(\mu_n t + \varphi_n\right) \tag{1}$$

If this signal is modulated on a carrier with angular frequency ω, we obtain for the lower sideband:

$$f(t) = \sum_{1}^{\infty} \hat{s}_n [(\omega - \mu_n) t - \varphi_n] \tag{2}$$

As we want to consider *amplitude-limiting* it is simpler to rewrite the expressions (1) and (2) in another form, presenting the resulting amplitude explicitly. This can be done by writing:

$$s(t) = v(t) \cdot \cos\psi = v(t) \cdot u(t) \tag{1a}$$

The resulting SSB-signal now has the form:

$$f(t) = v(t) \cdot \cos(\omega t - \psi) \tag{2a}$$

which may be verified by product-demodulation ($\times \cos \omega t$) from which $s(t)$ is regained.

The two fundamental functions $v(t)$ and $u(t)$ of the audio signal show the following characteristic properties:

a. As $v(t)$, being an amplitude, is positive, the function $u(t)$ follows the zero crossings of $s(t)$ and reaches ± 1 as maximum values.

b. The function $u(t)$ may be determined by introducing the function $s^*(t)$, the Hilbert-transformation of $s(t)$. This function is correlated to $s(t)$ by:

$$s^*(t) = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{s(t+\delta) - s(t-\delta)}{2\delta}\, \mathrm{d}\delta$$

making every $\cos\mu t$-function in $s(t)$ to become a $\sin\mu t$-function in $s^*(t)$.

From a vector representation of $s(t)$ then follows:

$$v^2(t) = s^2(t) + s^{*2}(t) \text{ and } \operatorname{tg}\psi = \frac{s^*(t)}{s(t)}$$

If the received signal is clipped to a value $v(t) = v_c$, demodulation will lead to a signal $s_c(t) = v_c \cos\psi = v_c \cdot u(t)$ and hence the time dependency is governed by $u(t)$. For single-tone signals *no* nonlinear distortion is caused, no matter how strongly the tone is compressed, because the function $v(t)$ shows already a constant amplitude. For more complicated signals the value of $v(t)$ also tends to be rather constant because any time-symmetric extreme in $s(t)$ makes $s^*(t)$ become small and *vice versa*.

Furthermore steep changes in $s(t)$ do give rise to large values of $s^*(t)$ making sharp extremes be more flattened in the function $v(t)$.

An exception occurs when $s(t) = 0$ coincides with a time-symmetric extreme; e.g. double-tone signals show a great variation of the amplitude $v(t)$ and sharp limiting of the amplitude of $f(t)$ will lead to intermodulation.

If the number of frequency components is large, as occurs in speech, we may approximate the function $v(t)$ and thus will find the spectrum of function $u(t)$. If by clipping the high-frequency signal only function $u(t)$ will be applied to the detector, one will obtain the corresponding, somewhat distorted, output-signal. During transient periods it is obvious that the full original signal $s(t)$ will be detected, making the attack of syllabics correct. But on the other hand this will lead to a noticeable increase in apparent reverberation time.

One finds $v(t)$ from:

$$v^2(t) = v_o^2[1 + \Sigma q_i \cos(\mu_i t + \varphi_i)]$$

in which:

$$v_o^2 = \Sigma \hat{s}_n^2; \qquad \mu_i = \mu_m - \mu_n$$

$$q_i = \frac{2\hat{s}_n \hat{s}_m}{v_o^2} \qquad \varphi_i = \varphi_m - \varphi_n$$

In the assumption of the presence of many components (n, m), the coefficients q_i are small with respect to 1. If furthermore the frequency differences and the phases φ_i show no particular relation, then $v(t) \to v_o$ and consequently $u(t) \to \frac{1}{v_o} \cdot s(t)$.

Clipping of the function $f(t)$ to a value v_c and demodulating this signal will yield:

$$v_c \cdot u(t) = \frac{v_c}{v_o} \cdot s(t)$$

and a linear amplitude reduction has been obtained.

If the signal is presumed to be periodical, the different frequencies have to be summed up and in principle both functions $v(t)$ and $u(t)$ should represent periodic signals having the same period, d.c.-components excluded.

As $v(t)$ is always positive and $u(t)$ changes between $+1$ and -1, the d.c.-component in $v(t)$ governs the composition of $u(t)$ and hence it will show a great similarity with $s(t)$.

If we take as extreme case: $s(t) = r \sum_{1}^{\infty} \alpha^n \cdot \cos n\mu t$, in which $\alpha < 1$, then further calculation leads to the following result:

$$v_o^2 = \frac{\alpha^2}{\alpha^2} r^2; \; v(t) = v_o \left[1 + \sum_{1}^{\infty} 2\alpha^n \cos n\mu t\right]^{\frac{1}{2}} = v_o \left[1 + 2\frac{s(t)}{r}\right]^{\frac{1}{2}}$$

Taking for the spectrum of $u(t)$ the series: $n_o + \sum_{1}^{\infty} p^{n-1} \cdot \cos n\mu t$ the result is shown in Table 1.

Table 1.

Component / Function	d.c.	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = n$
$s(t)$	0	$\alpha \cdot r$	$\alpha^2 \cdot r$	$\alpha^3 \cdot r$	$\alpha^n \cdot r$
$v(t)$	v_o	$\alpha \cdot v_o$	$\alpha^2 \cdot v_o$	$\alpha^3 \cdot v_o$	$\alpha^n \cdot v_o$
$u(t)$	$-\frac{\alpha}{2}$	$1 - \frac{1}{4}\alpha^2$	$\frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{4}2$	$(\frac{\alpha}{2})^{n-1}$

We notice that the original components of $s(t)$ are also present in the signal $u(t)$, but with two alterations:

1. the level of each component does not depend on the reference value r;
2. the higher components are attenuated by a factor 2^{n-1}.

Contrary to normal nonlinear distortion, the clipping of SSB-signals leads to a kind of de-emphasis effect that could be restored by post-detection emphasis (6dB/octave). In practice a smaller post-emphasis, if any, is more suitable because the clipping occurs only during certain periods. If the envelope signal $v(t)$ becomes *disturbed by interferences* then it may be

advantageous to set the clipping level to a lower value. After passing the last I.F.-circuit a subsequent post-emphasis then might improve the quality of reception. No remedy seems feasible to compensate for the increase in reverberation and this effect actually limits the envelope compression.

4. Conclusion

Single sideband systems for broadcasting are worth to be considered in future frequency planning. Unless receivers become available that could demodulate both the SSB and the double sideband signals equally well, such planning will not meet general acceptance. Any increase in receiver cost should be compensated by advantages obtained in the reception of existing A.M. broadcast stations. It seems premature to design such receivers on possible and/or attractive carrier-frequency patterns because this might increase the cost even more. Furthermore it seems unlikely that more sophisticated single sideband systems could be introduced in public broadcasting because the extra complexity necessary in the receiver circuit does not improve the reception of normal A.M.-signals.

References

[1] STUMPERS, F. L. H. M., HURCK, N. VAN and VOORMAN, J. O.: (1968) A receiver for A.M. and for single sideband A.M. with a partially suppressed carrier. E.B.U. Review 1968, 108 A, p. 93...94.

[2] HACKING, K. and SUSANS, D. E.: (1970) GF/MF-Receivers with synchronous demodulation for double- or single sideband transmissions. BBC Research Department – Report No. 1970/29.

Over het Technisch Wetenschappelijk Onderwijs

Phenomenological theory of radar targets
Proefschrift dr. ir. J. R. Huynen

In zijn – op 16 december 1970 aan de T.H. Delft – verdedigd proefschrift behandelt dr. ir. Huynen het problemencomplex rondom het karakteriseren van objecten door middel van radarsignalen. Er van uit gaande, dat er een betrekking bestaat tussen het verstrooide elektromagnetische veld, dat om een object ontstaat als reflectie van een invallende gebundelde golf, en het elektromagnetische veld van de invallende golfstraling – welke betrekking door een verstrooiingsmatrix kan worden beschreven –, bespreekt dr. ir. Huynen, op welke wijze met behulp van deze verstrooiingsmatrix T enig inzicht kan worden verkregen in de gesteldheid van het reflecterende object.

Om de in de matrix voorkomende elementen te leren kennen, zijn een aantal metingen nodig, bij welke de polarisatie van het uitgezonden signaal wordt gevarieerd. Het verstrooide veld wordt in polarisatie-gevoelige ontvangers gemeten.

Door gebruik te maken van diagrammen, waarbij de elektromagnetische golven worden weergegeven door punten op de zgn. '*Poincaré-bol*', kan men een goed inzicht verkrijgen in het gedrag van het verstrooide veld. De punten op de Poincaré-bol worden vastgelegd door '*Stoke'se vectoren*', waarvan de componenten worden bepaald door de intensiteit en de polarisatie-eigenschappen van het elektrische veld. Het verband tussen het uitgestraalde en het verstrooide veld wordt door een stoke'se matrix M vastgelegd. Er wordt bewezen, dat de matrices T en M zgn. *nul-polarisaties* vertonen en dat vele objecten uit elkaar kunnen worden afgeleid door draaiingen van de Poincaré-bol.

Diffracties aan verdeelde objecten worden besproken, evenals de hiermee samenhangende Stoke'se matrices voor verdeelde objecten. Nadat een aantal inzichten zijn verworven over het splitsen van stoke'se matrices voor verdeelde objecten in matrices voor '*enkelvoudige objecten*' en de stoke'se ruismatrix, wordt in het proefschrift een fysische interpretatie gegeven aan bekende berekeningen omtrent de diffractie aan ruwe oppervlakken.

Boekennieuws

A. PETITCLERC: **Traité des ordinateurs,** tome 1 et 2; 242 en 262 blz., resp. 250 en 274 fig., Dunod – Editeur – Paris, 1970. Prijs 48 F.

Dit tweedelige werkje beoogt de theorie en de algemene principes van de werking van elektrische rekenautomaten te beschrijven. In zijn voorwoord zegt de auteur, dat het bedoeld is voor ingenieurs en technici van verschillende disciplines, die hun kennis op het gebied van de informatica willen aanvullen.

De volgende onderwerpen komen aan de orde:
Deel 1: algebra van Boole; Karnaugh diagrammen; binaire arithmetiek;
Deel 2: coderingsschakelingen, binaire tellers, schuifregisters; optelschakelingen; magneetkerngeheugens; vermenigvuldigers en delers, serieschakelingen voor arithmetrische bewerkingen; en tot slot de beschrijving van een eenvoudige computer.

Al deze onderwerpen zijn op duidelijke wijze behandeld. De tekst gaat vergezeld van honderden goed verzorgde schematekeningen, waarheidstabellen, enz. Soms is de uitleg te uitvoerig; het lijkt mij bijv. niet zinvol, een methode voor binaire deling te illustreren met 17 uitgewerkte voorbeelden. Op sommige punten maakt de behandeling een wat onevenwichtige indruk. Zo wordt nergens verteld hoe een simpele EN- of OF-poort anders dan met schakelaars gerealiseerd kan worden, terwijl wel wordt beschreven hoe men een tunneldiode als geheugen-

element kan schakelen. Dit laatste zou in een dergelijk werk veel minder voor de hand liggen.

Helaas is de behandeling van de organisatie van computers, in tegenstelling tot wat de titel van de boekjes doet verwachten, heel summier. Het blijft beperkt tot het laatste hoofdstuk van deel 2. Daardoor komen een aantal onderwerpen, als bijv. geheugenpaginering en geheugenprotectie, of het doorverbinden van een computer naar randapparatuur met behulp van afzonderlijke communicatiesystemen, niet aan de orde, hoewel zij in het kader van de werking van moderne computers veel belangrijker zijn dan andere, wel besproken onderwerpen. Men kan de boekjes daarom ook beschouwen als een grondige en duidelijk geschreven inleiding tot de schakeltechniek, gericht op toepassing in computers.

Ir. H. E. Barreveld.

ANDREW C. TICKLE: **Thin-film transistors, a new approach to microelectronics** Uitg. John Wiley & Sons, New York; Chichester; 1969. Prijs 88 shilling.

Het boek van Tickle is het eerste dat speciaal gewijd is aan de dunnelagentransistor. De dunnelagentransistor, voor het eerst gerealiseerd door *Weimer* in 1962, is een actief *device*, dat geheel door opdampen in een vacuümklok kan worden gefabriceerd en wel op een isolerend substraat, bijv. glas. In geïntegreerde circuits heeft dit het potentiële voordeel dat de parasitaire koppeling tussen de verschillende circuitgedeelten veel geringer kan zijn dan in geïntegreerde schakelingen, gemaakt in een siliciumkristal. Een ander voordeel zou kunnen zijn, dat de fabricagetechniek van deze transistoren verenigbaar is met het opdampen van weerstanden en condensatoren. Deze en bijkomende voordelen worden door de schrijver in het eerste hoofdstuk gesteld tegenover de problemen die de siliciumschakelingen, met name de MOS-schakelingen, op deze punten opleveren. Hij verzuimt echter te benadrukken dat deze voordelen nog nooit goed gerealiseerd zijn. Worden bijv., nadat de dunnelagentransistoren zijn gemaakt, op hetzelfde substraat NiCr-weerstanden opgedampt, dan verslechteren de elektrische eigenschappen van de transistoren zozeer, dat het geheel onbruikbaar is geworden.

In de volgende hoofdstukken komt dan de fysica van de dunne lagen ter sprake: de keuze van het halfgeleidermateriaal (meestal de II-VI verbindingen CdS of CdSe), de invloed van de substraattemperatuur tijdens het opdampen op de grootte van de kristallieten, enz. Hierna volgt een uitvoerige bespreking van de gelijkstroom karakteristieken en de invloed, die oppervlaktetoestanden hierop uitoefenen. Steeds wordt daarbij een vergelijking getrokken met de karakteristieken van MOS-transistoren. Met name bij de uiteenzettingen over het verzadigen van de stroom-spanningskarakteristiek leidt dit tot fouten, als de schrijver MOS-theorieën zonder meer toepast op de dunnelagentransistor, terwijl de m.i. wel ter zake doende berekeningen van *Geurst* en *Neumark* nergens worden genoemd.

Het levensgrote probleem van de stabiliteit van de (elektrische) eigenschappen komt in hoofdstuk 5 aan de orde, waar de langzame *trappings*verschijnselen alsmede de migratie van ionen in de isolatielaag worden besproken. De onjuiste opvatting, dat het gebruik van Al_2O_3 'als gate-isolatie' deze stabiliteitsproblemen zou oplossen wordt helaas ook hier weer naar voren gebracht.

Een apart hoofdstuk is gewijd aan de verschillende uitvoeringsvormen die in de loop der jaren door de diverse onderzoekers op dit gebied zijn voorgesteld. Een uitvoerige bespreking in dit hoofdstuk van het thermocompressie-*bonden* van de draadjes doet een beetje overbodig aan.

Het op één na laatste hoofdstuk geeft een aantal metingen van de temperatuurafhankelijkheid van de kanaalgeleiding. De verklaring wordt geheel gezocht in het gedrag van de oppervlaktetoestanden waarvan de energieverdeling zelfs uit bovengenoemde metingen bepaald zou kunnen worden. De temperatuurafhankelijkheid van de beweeglijkheid van ladingsdragers in polykristallijne lagen wordt hierbij echter volledig genegeerd.

Het laatste hoofdstuk bevat een korte bespreking van enkele mogelijke toepassingen voor logische schakelingen, zoals schuifregisters, NOR- en NAND- poorten.

Afgezien van deze opmerkingen bevat het boek, als geheel beschouwd, zeer zeker een grote hoeveelheid nuttige informatie.

De schrijver stelt de bruikbaarheid van de dunnelaagtransistor wat te rooskleurig voor. Men kan echter stellen, dat het een enigszins hachelijke onderneming is om een boek te schrijven uitsluitend handelend over een device, dat het laboratoriumstadium van zijn ontwikkeling nog lang niet achter de rug heeft.

Ir. H. C. de Graaff.

HANS R. CAMENZIND: **Circuit Design for Integrated Electronics,** 266 blz., Uitg. Addison-Wesley Publishing Company, London, 1968. Prijs: £ 6.05.

Het boek vormt een goede basis zowel voor de systeemontwerper als voor de elektronicus, die zich wil bekwamen in het ontwerpen van 'integrated circuits' (IC's). Als voorkennis is H.T.S.-niveau toereikend. De schijver is er in geslaagd door een evenwichtige opbouw de kennis, die een elektronicus nodig heeft in dit specialistische gebied, kort, grondig en leesbaar te presenteren zonder de elektronica van de vaste stof daarin te betrekken. Kortom, hier is een man met praktijkervaring aan het woord.

Bij het lezen van het eerste hoofdstuk krijgt men een goed inzicht in de technologieën, die aan het vervaardigen van een I.C. ten grondslag liggen. Met deze basis worden daarna de belangrijkste componenten (condensatoren, weerstanden, transistoren en diodes) behandeld. Dit geschiedt niet uitvoerig, echter wel voldoende.

In een apart hoofdstuk wordt ruime aandacht besteed aan de toleranties, waarmee deze componenten gemaakt kunnen worden. Verder wordt hier ingegaan op opbrengst, dissipatie en interconnectieproblemen.

In de beide volgende hoofdstukken worden van resp. digitale en lineaire I.C.'s een tiental voorbeelden besproken, waarin de specifieke eigenschappen van I.C.'s naar voren komen.

Tenslotte geeft de schrijver aan hoe de computer gebruikt kan worden bij het ontwerpen van schakelingen en bij het tekenen van lay-outs.

Ieder hoofdstuk wordt afgesloten met literatuurverwijzingen en oefenopgaven.

A. J. F. de Beer
Ir. C. Mulder

Korte technische berichten

Nieuwe montagemethode voor I.C.'s

In het Philips Natuurkundig Laboratorium te Eindhoven heeft men een montagetechniek voor geïntegreerde circuits ontwikkeld, die zeer geschikt lijkt voor automatisering. Deze techniek is gebaseerd op een nieuwe filosofie, waarvan de belangrijkste punten zijn:

- Maak metalen verbindingspatronen op een flexibel lint van kunststof.
- Monteer de geïntegreerde circuits op het lint.

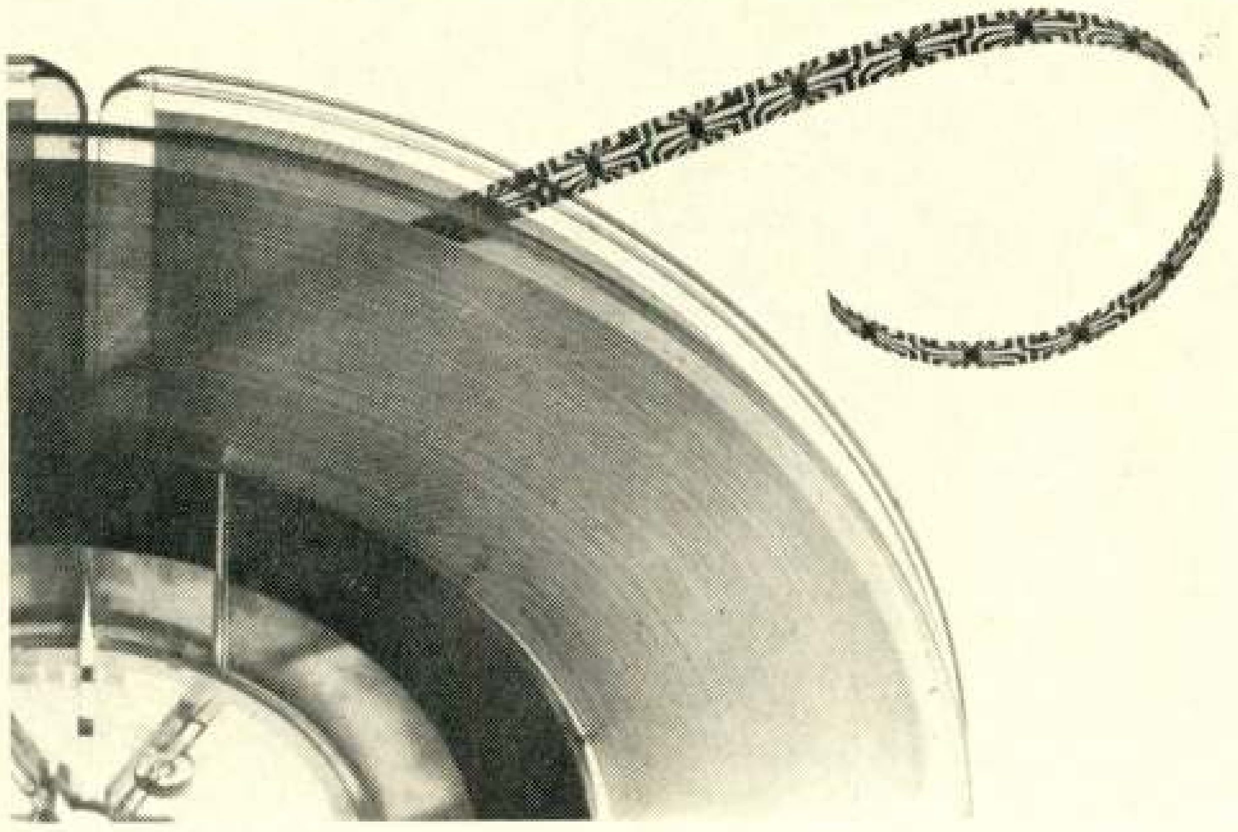
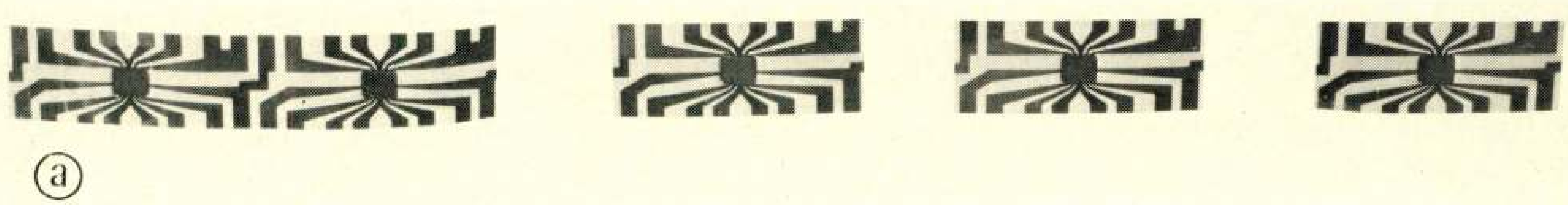


Fig. 1. Lint met I.C.'s, bewaard op een spoel.



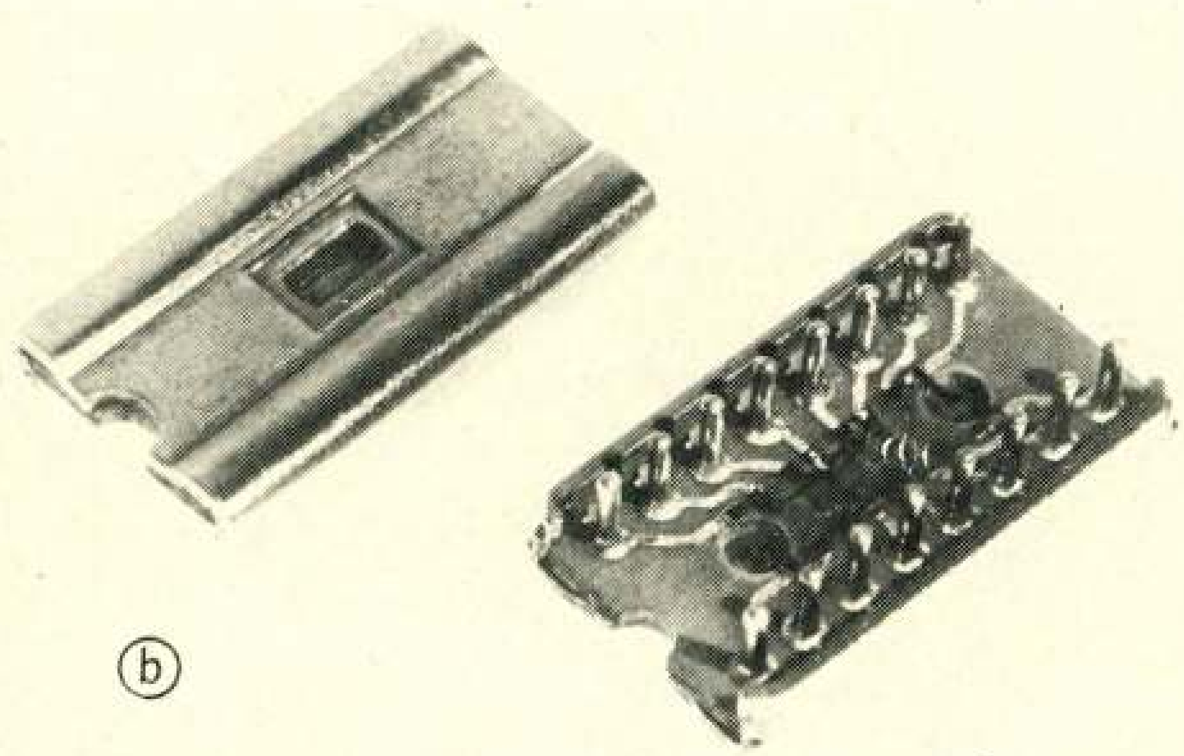


Fig. 2. I.C.'s met bedradingsunits: a. geknipt van het lint; b. gemonteerd op voet.

- Voer dit produkt door een meetstation waar de I.C.'s aan een eindmeting worden onderworpen en waar de niet-werkende exemplaren worden gemerkt. Aldus verkrijgt men een lint met goede, stabiele geïntegreerde circuits, zodanig gemerkt dat het lint geschikt is voor directe verwerking in elektronische schakelingen (fig. 1).
- Maak speciaal aan het bovengenoemde produkt aangepaste voeten met pennen. Deze voeten veranderen de I.C.'s op kunststoffolie in stevige 'klassieke' onderdelen, voor afnemers die conventionele montagemethoden prefereren (fig. 2).

De verbindingspatronen worden gemaakt op polymide-folie volgens een bij de N.V. Philips uitgewerkt additief metalliseringsprocédé, dat een hoge graad van mechanisatie belooft. Dit metalliseringsproces levert, van bedradingspatronen voorziene lange linten op, die een minimum-breedte van 3,8 mm bezitten.

Op de linten worden geïntegreerde circuitkristallen zodanig gemonteerd, dat alle 14 of 16 contacten in één enkele bewerking worden verbonden met het metaalpatroon op het folie. Een speciale behandeling verleent de I.C.-foliecombinatie een zeer goede mechanische sterkte, zodat mechanische behandelingen bij de verdere verwerking aan het produkt geen schade berokkenen. Het I.C. op folie, dat is 'gepassiveerd' en waaraan de eindmeting is verricht, leent zich voor directe montage op printplaten of andere substraten. Het kan echter ook met bijv. DIL-pennensteek op een speciale voet worden gemonteerd. Deze voeten passen het I.C. op folie aan voor normale insteekmontage op gedrukte bedradingsplaten; zij geven bovendien op eenvoudige, niet kostbare, wijze de mogelijkheid voor een goede warmtedissipatie. Ten einde de toepasbaarheid van deze folies aan te tonen werd in het ontwikkelingslaboratorium van de Philips Industriegroep Halfgeleiders een op deze techniek gebaseerde experimentele monolitische laagfrequent-versterker met 3 watt uitgangsvermogen gebouwd.

Het nieuwe procédé lijkt zeer geschikt voor automatisering, niet alleen in de I.C.-fabriek zelf, maar ook gedurende de verwerking bij de afnemer.

Philips Research Press Release.

Computer voor kleine kantoren

Philips is onlangs uitgekomen met een computer voor kleine kantoren, die zelfstandige informatieverwerking mogelijk maakt, en die daarnaast aangesloten kan worden op een groot computersysteem, of met andere computers kan worden doorverbonden.

Met behulp van datatransmissie over het openbare telefoonnet kan door middel van vaste of geschakelde verbindingen het onderlinge contact tussen computers worden gelegd.

De computer is geannonceerd als Terminal Office Computer P 350, een 'instant information system'.

Philips Persdienst, Eindhoven.

Varia

100-jarig bestaan van 'The Institution of Electrical Engineers'

Aanvangend op 17 mei 1971 zal 'The Institution of Electrical Engineers', Savoy Place, London WC2 OBL, in een over een week gespreid programma de oprichting, 100 jaar geleden, herdenken. De regionale centra in het Verenigd Koninkrijk en in het buitenland zullen in de loop van dit jaar overeenkomstige evenementen organiseren.

Het I.E.E. werd opgericht in 1871 als 'The Society of Telegraph Engineers', zich in hoofdzaak concentrerend op de telegrafie, toen de belangrijkste ontwikkeling op het gebied der elektrotechniek. Toen de toepassingen van de elektrotechniek toenamen, groeide het genootschap in ledental en verbreedde zich de doelstelling. In 1880 werd het genootschap omgezet in 'The Society of Telegraph Engineers and Electricians', in 1888 in 'the Institution of Electrical Engineers'.

Het Instituut stelt zich ten doel, de voortgang te bevorderen van de wetenschap en de techniek der Elektrotechniek in het algemeen, evenals de toepassing ervan; het vergemakkelijken van het uitwisselen van gedachten en informatie over deze onderwerpen door middel van vergaderingen, tentoonstellingen, conferenties en publikaties, het instellen van bibliotheken en het verlenen van financiële steun ter bevordering van het doen van uitvindingen en van de research.

IEE Press Release.

Eurocon 71

De 'IEEE, region 8' organiseert een bijeenkomst die van 18 tot 22 oktober 1971 zal worden gehouden in het Palais de Beaulieu, Lausanne, Zwitserland.

In het 'steering committee' van de bijeenkomst hebben o.a. onze landgenoten *ir. D. C. J. Poortvliet* en *prof. dr. F. L. Stumpers* zitting. Het steering committee streeft de vier volgende doeleinden na:

- het beleggen van conferenties voor specialisten op het gebied van geselecteerde onderwerpen;
- het bieden van een algemeen overzicht van de stand van de techniek, toekomstige ontwikkelingen en de onderlinge beïnvloeding van technologieën, met de mogelijkheid tot discussie;
- het bieden van een educatief programma over geavanceerde technieken;
- het scheppen van een sfeer die het onderhouden van informele contacten tussen ingenieurs, wetenschapsbeoefenaars en hen, die op technisch gebied leiding geven, bevordert.

De eerste bijeenkomst, welke door region 8 wordt georganiseerd, zal zijn gewijd aan onderwerpen op het gebied van de elektriciteitsvoorziening en de informatietechniek. Parallel lopend aan het technisch programma wordt een permanente tentoonstelling gehouden, die een oppervlakte van 20 are zal beslaan.

Als officiële congrestaal fungeert het Engels.

Het *secretariaat* is gevestigd bij de
Swiss Federal Institute of Technology Lausanne, 24 Chemin de Bellerive, CH-1007 Lausanne, Switzerland.

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 39, Leidschendam.
Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Leidschendam.
Secretariaat van de Examencommissie-NERG: von Geusaustraat 151, Voorburg.

Bestuursmutaties NERG

Per 1 februari 1971 werd de functie van penningmeester van het NERG door *ir. A. J. Leenhouts* overgenomen van ir. K. Vredenbregt. In de Algemene Ledenvergadering, gehouden op 7 april 1971, in Hotel Restaurant Noord-Brabant te Utrecht, traden prof. dr. ir. A. A. Th. M. van Trier en ir. K. Vredenbregt als bestuursleden af. In hun plaats werden in het bestuur gekozen: *prof. dr. H. Groendijk* en *ir. C. van Schooneveld.* Vervolgens droeg ir. G. L. Reijns de functie van secretaris over aan de heer Van Schooneveld.

De secretaris.

Ir. P. H. Boukema benoemd tot erelid van het NERG

Op grond van bijzondere verdiensten bij het vervullen van de taak van voorzitter van de Examencommissie van het NERG gedurende de jaren 1953-1970, waarbij hij zich met bijzondere nauwkeurigheid en elan in een hem kenmerkende eigen stijl kweet van deze taak, werd aan ir. P. H. Boukema het erelidmaatschap van het NERG verleend tijdens de Algemene Ledenvergadering op 7 april jl.

Ledenmutaties

Voorgestelde leden

Ir. P. Groenveld, Pisanostraat 444, Eindhoven.
Ir. C. van Holten, Bergsingel 60 B, Rotterdam.
Ir. E. H. Nordholt, Arthur van Schendelplein 163, Delft.
Ir. A. Willemsen, Dillenburgsingel 3, Leidschendam.

Nieuwe leden

Ir. W. H. M. Deckers, Colijnstraat 23, Son N.B.
Ir. M. A. Deurwaarder, Papsouwselaan 300, Delft.
Ir. F. P. van Enk, Eikenlaan 53, Soest.
Ir. E. G. F. M. Ivens, Kastanjelaan 99, Mariënvelde.
Ir. L. P. de Jong, Walenburgerweg 44 B, Rotterdam.
Ir. P. F. A. M. Otten, Th. à Kempislaan 3, Eindhoven.
J. F. H. Pacanda, Boslaan 83, Veenendaal.
Ir. G. A. Schwippert, Dreeslaan 2, Pijnacker.
Ir. Th. H. Smakman, Venuslaan 31, Breugel, post Son N.B.
G. J. van Velzen, Reuvenslaan 51, Voorburg Z.H.

Nieuwe adressen van leden

Ir. H. J. van Bethlehem, Flatgebouw 'Ceintuurbaan 1', Lijsterlaan 297, Bussum.
Ir. H. Heitink, Harmen Vosweg 55, Laren N.H.
A. Kegel, Boslaan 53, Zevenhuizen Z.H.
Ir. A. S. T. Kruijf, Hoofdstraat 9, Valkenburg Z.H.
G. J. Lubben, Drentelaan 2, Son N.B.
Ir. F. Muller, Kagertuinen 92, Sassenheim.
Ir. J. R. Reynders, Bussummergrintweg 3 B, Hilversum.
Ir. E. de Sénerpont Domis, Cartridge Television Inc., 1080 North 7th street, San Jose, California 95112, U.S.A.
Ir. J. Verstraten, De Waterkant 8, Tynaarlo (Gem. Vries) Dr.
Ir. J. P. de Vreede, Van Vredenburchweg 627, Rijswijk Z.H.
Ir. R. M. G. Wijnhoven, Houterbrugweg 12, Geldrop.